

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ОТРИЦАТЕЛЬНОГО КОНВЕРТЕРА ИМПЕДАНСА НА ОСНОВЕ ДВУХЗАТВОРНЫХ МОП-ТРАНЗИСТОРОВ

Калмыков А.А.¹, Шайдуров К.Д.¹

¹Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б.Н. Ельцина проспект Мира, 19, Екатеринбург, Свердловская обл., 620002, Россия
тел.: (343) 375-47-81, e-mail: k.d.shaidurov@ieee.org

Аннотация — В работе описывается опыт проектирования отрицательного конвертера импеданса (ОКИ), предназначенного для согласования малогабаритных антенн СВЧ диапазона в интересах построения радиолокатора подповерхностного зондирования. Рассматривается возможность построения конвертера импеданса на основе двухзатворных полевых транзисторов. Проанализирована стабильность работы устройства. Также приведено обсуждение возможности совмещения устройств конвертера импеданса и регулируемого аттенюатора за счёт регулируемой крутизны проходной характеристики МОП-транзисторов.

DESIGNING NEGATIVE IMPEDANCE CONVERTER BASED ON THE DUAL GATE MOSFET

Kalmykov A.A.¹, Shaidurov K.D.¹

¹ Ural Federal University named after the first President of Russia B.N.Yeltsin pr. Mira, 19, Yekaterinburg, Sverdlovsk region, 620002, Russian Federation ph.: 375-47-81, e-mail: k.d.shaidurov@ieee.org

Abstract — In this work, an experience of designing the negative impedance converter reported. Its purpose is antennas matching during the UHF ground penetrating radar designing. The possibility of designing the negative impedance converter based on dualgate MOSFET transistors is considered. Stability of operation of the device is analyzed. Discussion of a possibility of combination of devices of the negative impedance converter and adjustable attenuator is also given.

I. Введение

В настоящее время всё больше разработок в области ДЗЗ ведётся с использованием ультра-высоких и сверхвысоких частот, что влечёт свои особенности проектирования узлов аппаратуры, в частности антенн. В то же время более низкочастотные диапазоны (ВЧ, СВЧ) незаменимы, например, в области подповерхностной радиолокации, при этом к ним слабо применимы достижения антенной техники СВЧ диапазонов. Одной из проблем является согласование импеданса антенны.

Во второй половине прошлого века для согласования антенн было предложено использовать отрицательный конвертер импеданса [1-3] (ОКИ; не Фостеровская цепь), который построен на основе теоремы Фостера и наиболее актуален именно для коротковолнового диапазона частот, в котором согласование с помощью элементов конструкции с распределёнными параметрами затруднено.

II. Схема замещения антенны

Недостатком производимой в предыдущей работе [4] подстановки файла данных частотной зависимости импеданса антенны является то, что в таком случае антенна представляется двухполюсником, и вводимый в среду AWR MWO файл можно использовать лишь как нагрузку. В этом случае затруднительно осуществлять анализ проходных характеристик схемы, таких как устойчивость и сквозной коэффициент передачи. Мы знаем, что в анализируемом частотном диапазоне предлагаемая электрически малая антенна может быть представлена эквивалентной схемой (рис. 1), величины номиналов элементов которой имеют ровно такую нелинейную частотную зависимость, насколько нелинейен импеданс антенны, что зависит от близости частоты

параллельного резонанса. Воспользуемся средствами среды AWR MWO и построим схему замещения антенны из элементов с сосредоточенными параметрами с табличным представлением по частоте согласно рис. 1. Данная схема содержится в суб-блоке «neg». Далее построим схему вычитания импедансов с помощью de-embedding инструмента NEG2, предназначенного для устранения влияния отдельных цепей устройства при проектировании СВЧ-узлов (рис. 2). Здесь суб-блок «ferrite_core_S7» содержит файл данных импеданса смоделированной антенны в формате .s1p. Задав элементам рассчитанные вручную величины, соответствующие середине диапазона, запустим итерационный процесс оптимизации градиентным методом по входному импедансу в порте 2 с параметрами $Y_{start} = 0$, $Y_{stop} = 0$, $Weight = 1$, $Tolerance = 0,0001$, $Max\ iterations = 50000$. При этом ограничимся десятью точками оптимизации с шагом 5 МГц в диапазоне от 50 до 100 МГц. Результат оптимизации приведён на рис. 3.

В результате оптимизации мы добьёмся близкого к нулю значения действительной и мнимой частей входного импеданса в схеме вычитания импедансов. Таким образом, импеданс суб-блока «neg» в точности соответствует импедансу суб-блока «ferrite_core_S7» в каждой точке оптимизации:

$$f = 50 + 5 \cdot n \text{ (МГц)} \quad (1)$$

Полученный суб-блок «neg» является четырёх-полюсником и представляет собой точную эквивалентную схему замещения электрически малой антенны. Он позволяет осуществлять полное моделирование отрицательного конвертера импеданса с учётом сквозного коэффициента усиления. Погрешность представления антенны элементами с сосредоточенными параметрами составляет не более 40 МОм, или 2.5% от активного импеданса антенны.

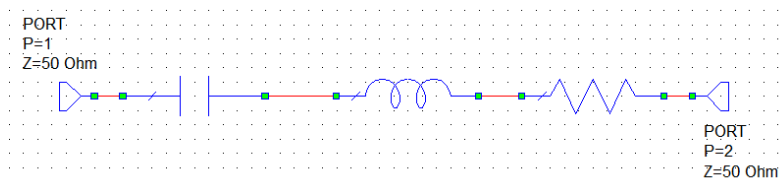


Рис. 1. Схема замещения антенны
Fig. 1. Antenna equivalent circuit

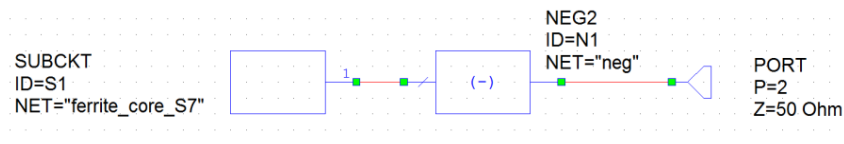


Рис. 2. Схема вычитания
Fig. 2. Negotiation circuit

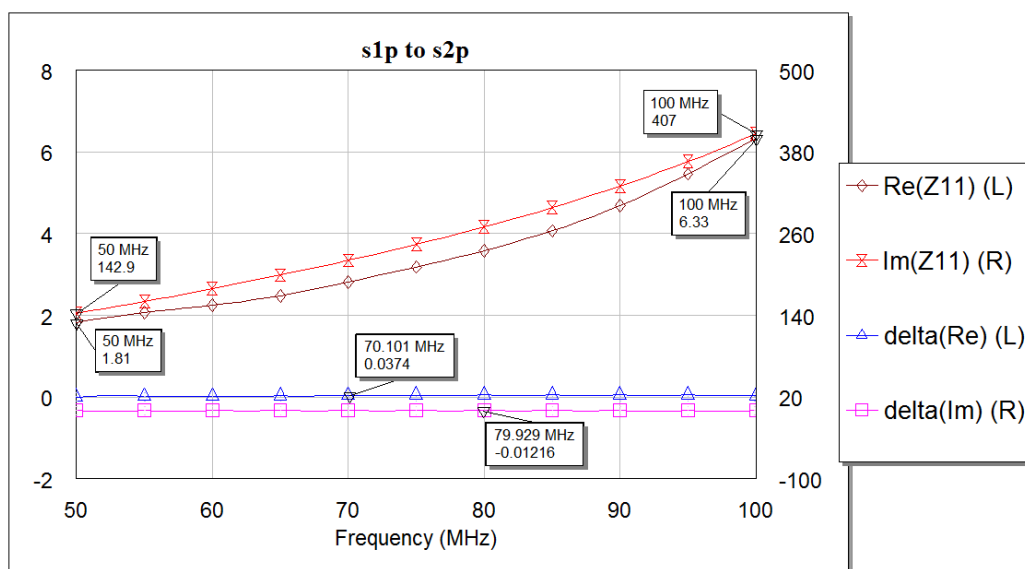


Рис. 3. Оптимизация импеданса схемы замещения
Fig. 3. Equivalent circuit impedance optimization

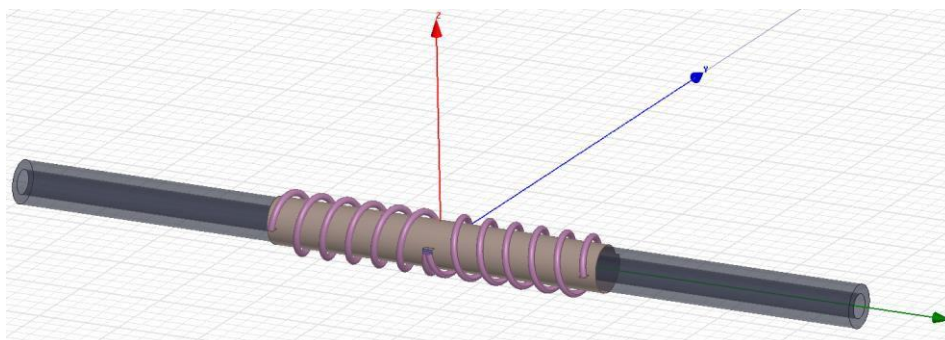


Рис. 4. Внешний вид ферритовой антенны
Fig. 4. Ferrite core antenna view

III. Нефостеровское согласование

Результаты первых исследований схемы отрицательного конвертера импеданса на двухзатворных МОП-транзисторах приведены в [4]. Там же изложены основные вопросы построения подповерхностного радиолокатора ОВЧ диапазона. Описанные не Фостеровские цепи исследуются с целью согласования приёмной антенны ППРЛ ОВЧ диапазона с непрерывным излучаемым сигналом.

При этом имеются строгие требования по габаритам, а в сочетании со сложностью реализации схемы согласования по принципу антенных тюнеров (коммутируемые ёмкости) и предложением работы в ближней зоне решено применять ферритовую антенну с активным широкополосным не перестраиваемым согласованием с помощью отрицательного конвертера импеданса.

В пакете ANSYS HFSS построена модель магнитной антенны на ферритовом стержне. В результате предварительного изучения различных вариантов построения модели для проведения работы выбрана следующая конструкция ферритовой антенны. Она состоит из двух симметричных обмоток с питанием в центре, а также имеет подобмоточный экран, замыкающий холодные концы обмоток на сигнальную землю, и образует емкостную часть реактивного входного сопротивления антенны (рис. 4). Результаты расчёта входного сопротивления ферритовой антенны в формате .sNp импортированы в среду AWR Microwave Office и пересчитаны в точную эквивалентную схему замещения по описанному выше алгоритму. Результат расчёта входного импеданса антенны представлен на рис. 5.

Вычислим величину индуктивности, имеющей такое же реактивное сопротивление, что и реактанс антенны на граничных частотах:

$$L = \frac{X_L}{\omega}, \quad (2)$$

Зная, что реактанс составляет 143 и 407 Ом на частотах 50 и 100 МГц соответственно, получим, что индуктивность составляет от 455 до 648 нГн. Разброс объясняется тем, что на частоте выше 100 МГц имеет место резонанс, при приближении к которому реактанс цепи имеет смешанный характер. Задав

индуктивность конвертируемой катушки значением из полученных пределов, вручную подстроим это значение до получения удовлетворительной степени согласования. Удовлетворительным согласованием будем считать минимальное отклонение скомпенсированного реактанса цепи от нуля в диапазоне частот. Данную кривую можно увидеть на рис. 6, красным. Она достигается при величине конвертируемой индуктивности 540 нГн.

Видно, что кривая импеданса после согласования имеет пологий характер и идёт возле нуля при частотах от 50 до 85 МГц и имеет сопротивление от -11 до 15 Ом, после чего рассогласование увеличивается до 59 Ом по причине отличия реактанса антенны от одиночной индуктивности. При этом реактанс самого ОКИ можно увидеть на рис. 6, синим. Он измеряется при закорачивании входного (антенного) порта на землю. Рядом же приведена кривая частотного хода идеальной отрицательной индуктивности — 540 нГн (рис. 6, розовым). Видно, что реактанс ОКИ несколько ниже реактанса идеальной отрицательной индуктивности из-за наличия паразитных емкостей транзисторов.

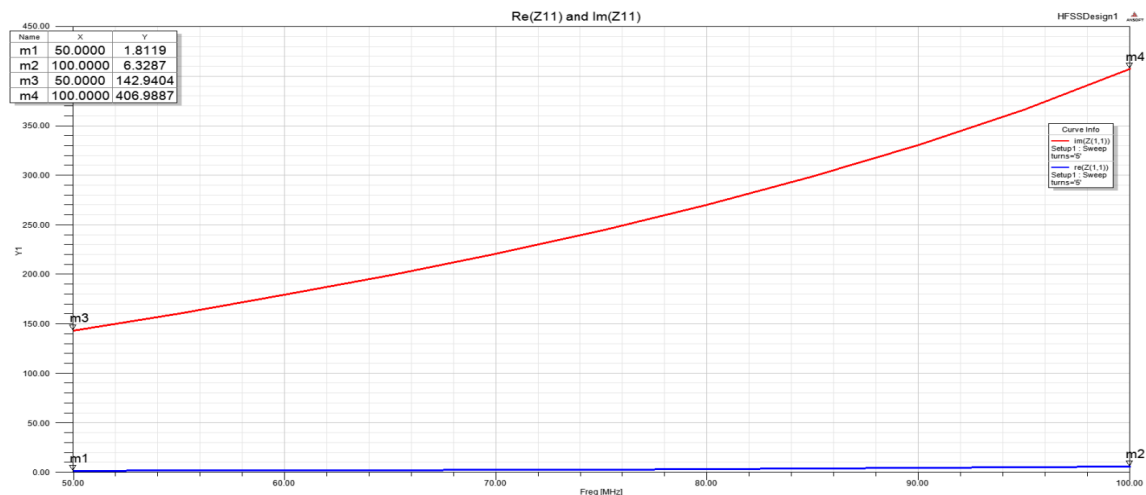


Рис. 5. Входной импеданс антенны Fig. 5. Antenna input impedance

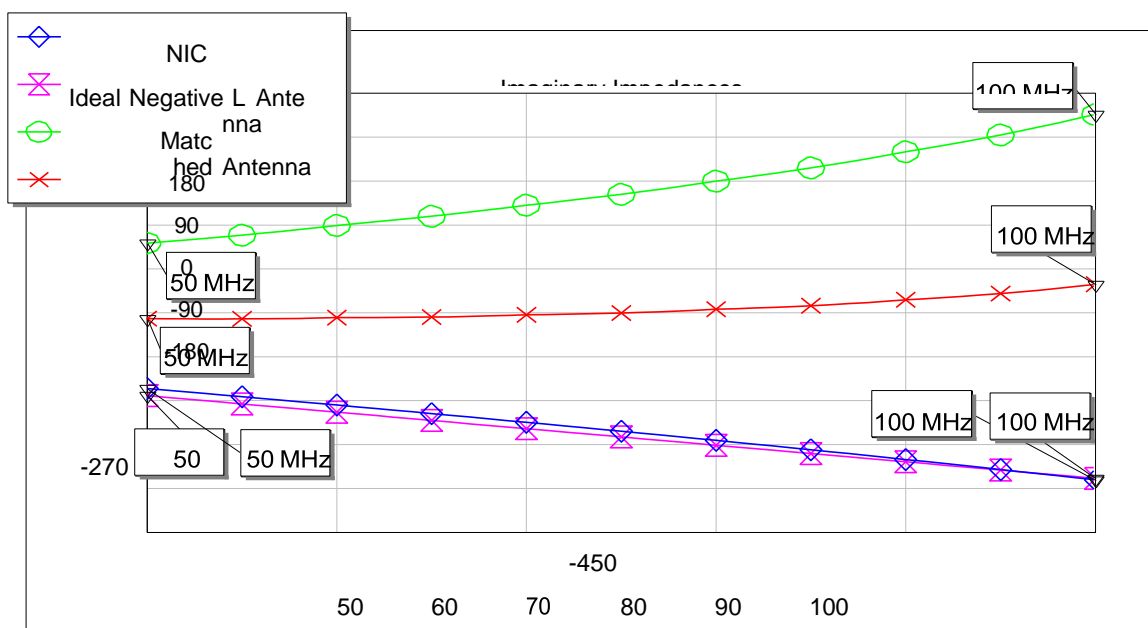


Рис. 6. Импеданс антенны, схемы согласования и результат согласования
Fig. 6. Impedances of the antenna, matching circuit and matched antenna

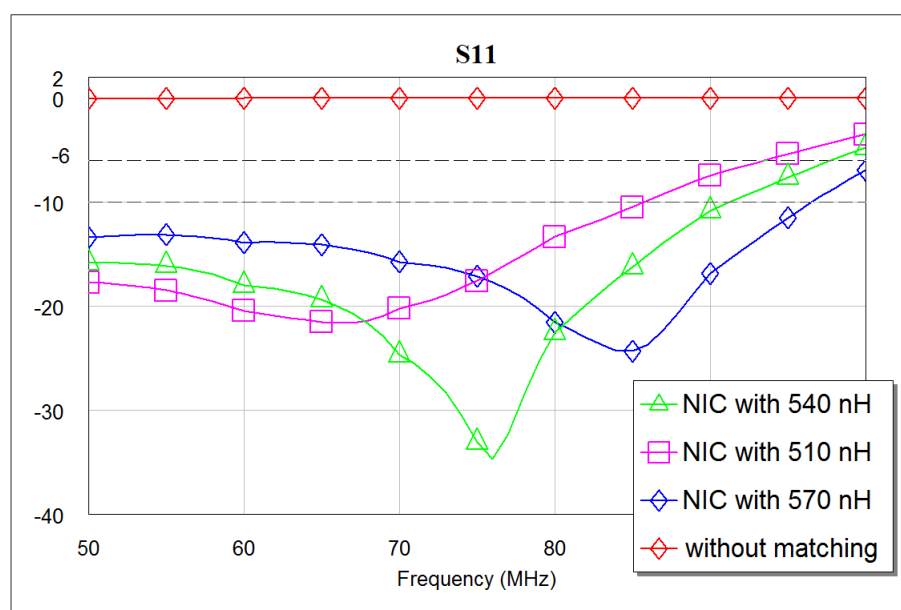


Рис. 7. Зависимость степени согласования от индуктивности
Fig. 7. Matching efficiency as function of inductance

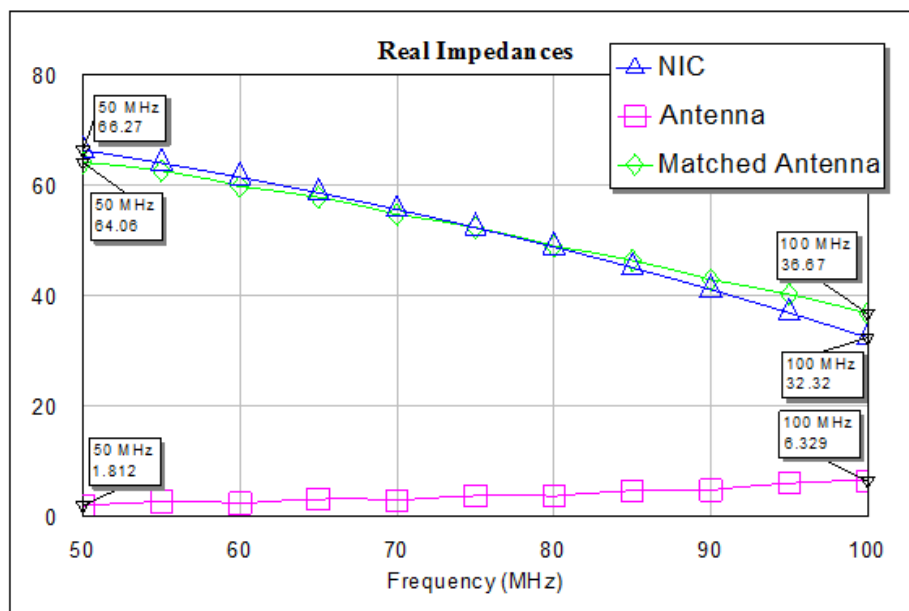


Рис. 8. Действительная часть входного сопротивления антенны при согласовании
Fig. 8. Real impedances of unmatched and matched antenna.

Ещё более наглядно результат согласования можно наблюдать по графику коэффициента отражения. На рис. 7 зелёным показан коэффициент отражения S_{11} по входу согласованной цепи антенны при номинальном значении конвертируемой индуктивности 540 нГн. Там же показаны графики для случаев 510 нГн (розовым) и 570 нГн (синим). Видно, что можно достичь удовлетворительного согласования в ходе итеративного процесса. Согласование при номинальном значении параметра позволило достичь КСВ на входе антенны не более трёх в интересующем частотном диапазоне 50..100 МГц и не более двух в несколько более узком диапазоне 50..90 МГц.

Однако не стоит забывать о том, что степень согласования зависит как от мнимой, так и от действительной части входного сопротивления антенны, а также от сопротивления со стороны приёмника. На рис. 8 показаны активные сопротивления смоделированной антенны (розовым), собственного сопротивления ОКИ со стороны приёмника (синим) и сопротивления ОКИ в случае подключения к его второму порту антенны (зелёным). При этом сопротивление ОКИ со стороны приёмника составляет от 37 до 64 Ом, что само по себе позволяет получить КСВ в 50-омном приёмнике не более двух. Этим объясняется высокая степень согласования, продемонстрированная на рис. 7.

Стоит отметить, что активное сопротивление ОКИ зависит от режима работы активных приборов. Это является основной причиной выбора двухзатворного транзистора, т.к. один его затвор предназначен для регулировки усиления, что даёт простор для экспериментов по согласованию.

Двухзатворный МОП-транзистор BF998 фирмы NXP предназначен для применения, в том числе, в виде усилителя с АРУ. Он обладает одним стандартным затвором для подачи напряжения сигнала, и одним управляющим затвором с диапазоном рабочих напряжений 0..4 вольт. Управление напряжением между вторым затвором и истоком изменяет положение рабочей точки транзистора, что влияет на выходное сопротивление схемы. Плавная регулировка напряжения второго

затвора позволяет более точно подстроить выходное сопротивление схемы конвертера импеданса в соответствие со входным сопротивлением приёмника 50 Ом. Влияние напряжения на втором затворе на степень согласования конвертера импеданса по выходу представлено в виде графиков зависимости коэффициента отражения $S_{1,1}$ на рис. 9. К сожалению, регулировка усиления вторым затвором осуществляется в схеме включения с общим истоком, тогда как в схеме конвертера импеданса транзистор включен по схеме с общим затвором, вследствие чего не удалось добиться работы схемы в качестве регулируемого аттенюатора.

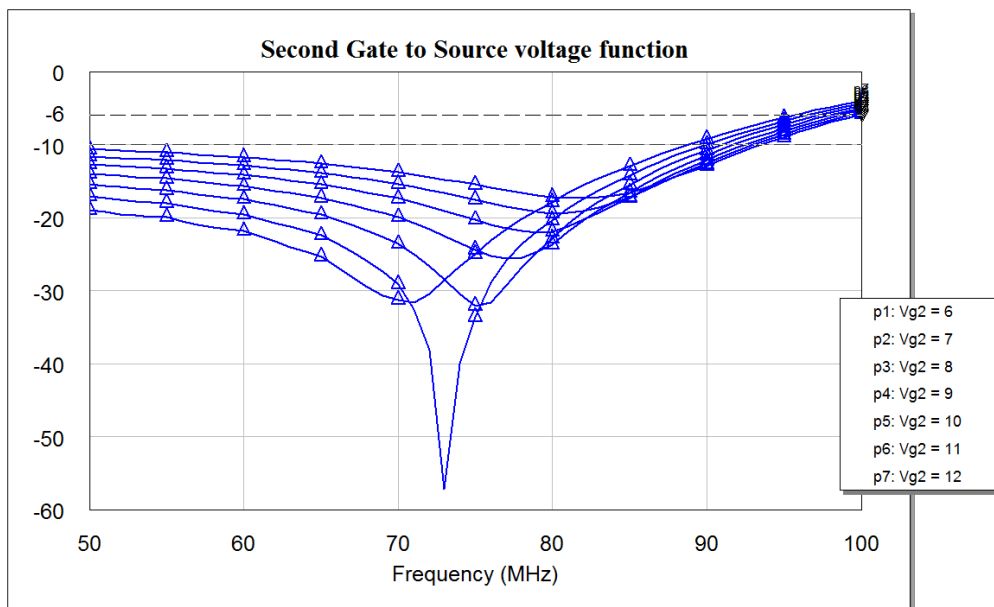


Рис. 9. Зависимость степени согласования от напряжения на втором затворе
Fig. 9. Matching efficiency as function of the second gate voltage

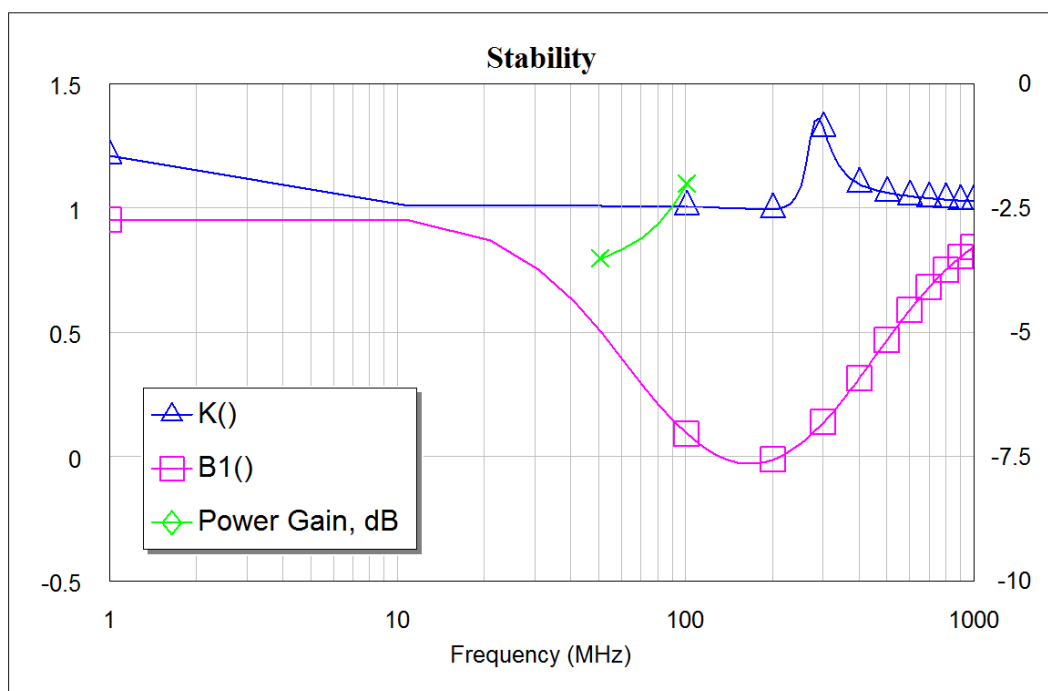
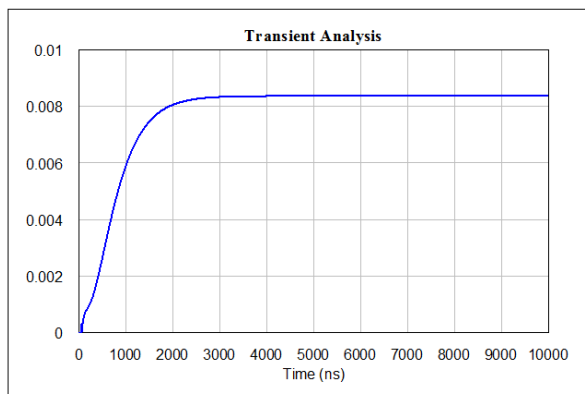
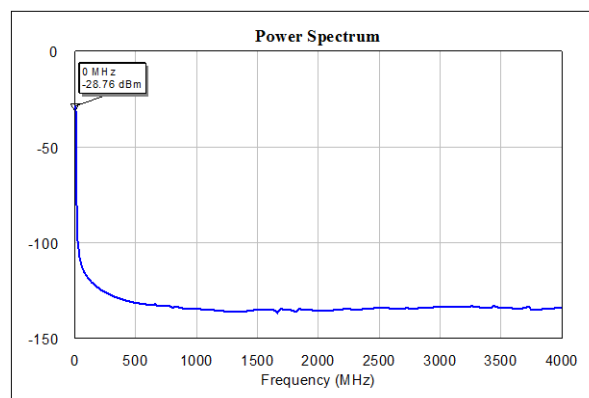


Рис. 10. Анализ устойчивости методами К и В1
Fig. 10. Stability analysis using K and B1 methods



a)



b)

Рис. 11. Ступенчатая функция (a) и её спектр (b) на выходе схемы при анализе устойчивости

Fig. 11. Time-domain (a) and frequency-domain (b) Heaviside function during stability analysis

Последним шагом проверим устойчивость схемы стандартным методом с вычислением параметров K и B_1 . Результаты моделирования показаны на рис. 10. Видно, что во всём диапазоне частот $K > 1$ и $B_1 > 0$, что говорит о безусловной устойчивости схемы. Также проведём анализ устойчивости подачей на вход схемы единичной функции Хевисайда с задержкой относительно старта 50 нс, и проследим за формой сигнала на выходе схемы. Наблюдаемая на выходе форма напряжения показана на рис. 11,а. Спектр этого сигнала показан на рис. 11,б. Время наблюдения составляет 10 мкс. По форме и спектру сигнала можно сказать об отсутствии возбуждения и стабильности схемы.

IV. Заключение

Мы провели компьютерное моделирование отрицательного конвертера импеданса (ОКИ) в программе AWR MO, затронули вопросы усиления и устойчивости схемы. На основании созданной в программе ANSYS HFSS модели ферритовой антенны показали возможность построения не Фостеровской согласующей цепи, реализующей активное широкополосное не перестраиваемое согласование приёмной антенны. Созданные модели позволяют проводить дальнейшие исследования с целью построения подповерхностного радиолокатора ОБЧ диапазона с синтезированной MIMO-апертурой.

V. Литература

- [1] Matching Network Design Using Non-Foster Impedances. Available at: http://www.ieee.li/pdf/viewgraphs/matching_network_design_non_foster_impedances.pdf (accessed 1 April 2015).
- [2] Materials and Components With a Negative Frequency Derivative of Reactance. Available at:
- [3] http://www.e3s-ceter.org/pubs/106/PEB2012_7_DSievenpiper_Webfinal.pdf (accessed 1 April 2015).
- [4] Negative Impedance Converters For Antenna Matching. Available at: <http://theses.bham.ac.uk/4920/1/Tade14PhD.pdf> (accessed 1 April 2015).
- [5] Kalmykov A.A., Shaidurov K.D. Evaluating the possibility of designing three-dimensional ground penetrating mobile technology. in Proc. ITTCS 2015, pp. 77-86, 2015.